第三章 模拟调制系统

主要内容:

- 模拟调制系统的组成框图
- 幅度调制、角度调制的基本概念
- 幅度调制的四种调制方法
- 抗噪声性能的分析方法
- 频分复用系统

重点:

- 模拟调制系统的组成框图
- 四种调幅信号的表达式和参数计算
- 信噪比的推导公式
- 频分复用的概念

目　录

3.1 引 言

3.1.1 基本概念

1、调制信号：原始电信号（低频信号）

2、载波：单一频率的正弦波（高频信号）

3、已调信号：调制信号和载波的合成信号（高频信号）

4、调制：用调制信号去控制载波信号的某个参数，使参数随调制信号的变化而变化。

5、解调：调制的逆过程

3.1.2 调制的目的

将调制信号变换成适合信道传输的已调信号

3.1.3 调制的方法

- 模拟
  - 幅度：**AM、DSB、SSB、VSB**
  - 角度：**FM、PM**
- 数字

3.2　幅度调制的原理及抗噪性能

3.2.1　幅度调制原理

3.2.2　线性调制系统的抗噪性能

AM 信号

1）信号表达式 $S_m(t)=S_{AM}(t)=\left[m_0+m'(t)\right]\cos\omega_c t$

2）频谱结构 $S_{AM}(\omega)=m_0\pi\left[\delta(\omega+\omega_c)+\delta(\omega-\omega_c)\right]$

$$+\frac{1}{2}\left[M'(\omega+\omega_c)+M'(\omega-\omega_c)\right]$$

频谱计算　频谱图

重要参数：$\boxed{\text{信号}}$带宽 $\boxed{B_{AM}=2\omega_H}$

3）调制方法　四种信号同时演示

重要参数：$\boxed{\text{信道}}$带宽 $\boxed{BW_{AM}=2\omega_H}$

4）解调方法　（1）非相干解调：包络检波法

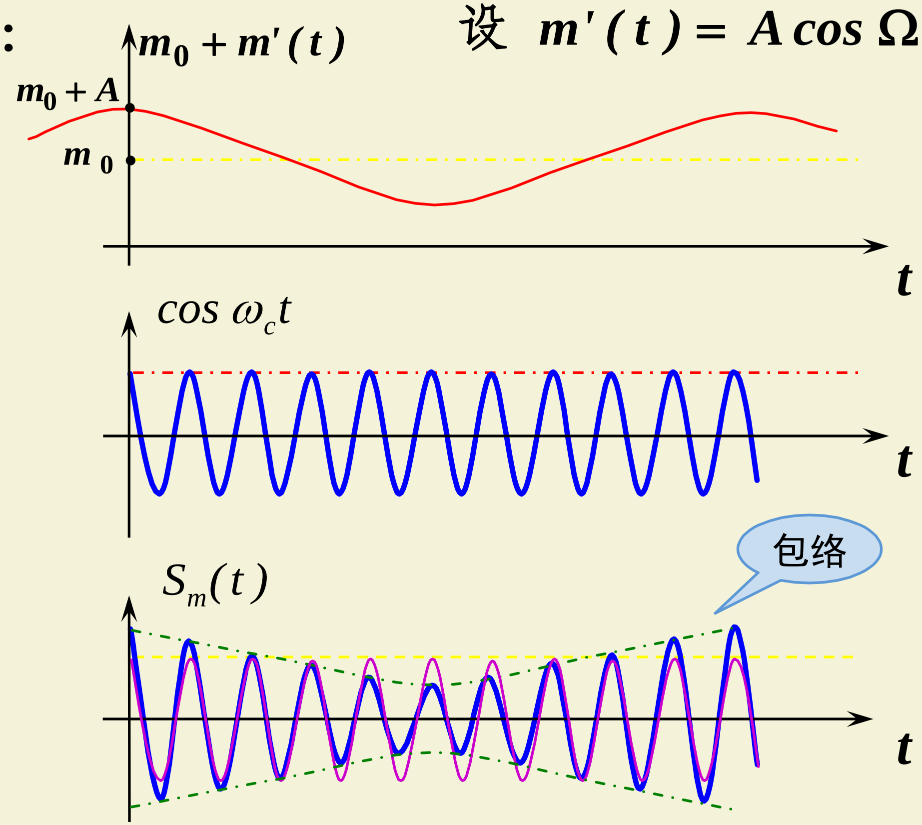
（2）相干解调：同步检波法

(1) 信号表达式: $\boxed{S_m(t)} = S_{AM}(t) = \left[m_0 + m'(t)\right]\cos\omega_c t$

形成条件: $m(t) = m_0 + m'(t)$

其中: m_0 是直流分量。 $m'(t)$ 是交流分量

(2) 信号波形: 设 $m'(t) = A\cos\Omega t \quad A < m_0$



卷积定理

$$f_1(t)\otimes f_2(t)\Leftrightarrow F_1(\omega)\cdot F_2(\omega)$$

$$f_1(t)\cdot f_2(t)\Leftrightarrow \frac{1}{2\pi}F_1(\omega)\otimes F_2(\omega)$$

常用信号频谱

$$\cos\omega_c t\Leftrightarrow \pi\left[\delta(\omega+\omega_c)+\delta(\omega-\omega_c)\right]$$

$$1\Leftrightarrow 2\pi\delta(\omega)$$

$$\delta(t)\Leftrightarrow 1$$

$$\delta_T(t)\Leftrightarrow \Omega\delta_\Omega(\omega)$$

常用运算公式

$$f(t)\otimes\delta(t)=f(t)$$

$$f(t)\otimes\delta(t-T)=f(t-T)$$

$$f(t)\cdot\delta(t)=f(0)\cdot\delta(t)$$

$$f(t)\cdot\delta(t-T)=f(T)\cdot\delta(t-T)$$

复习

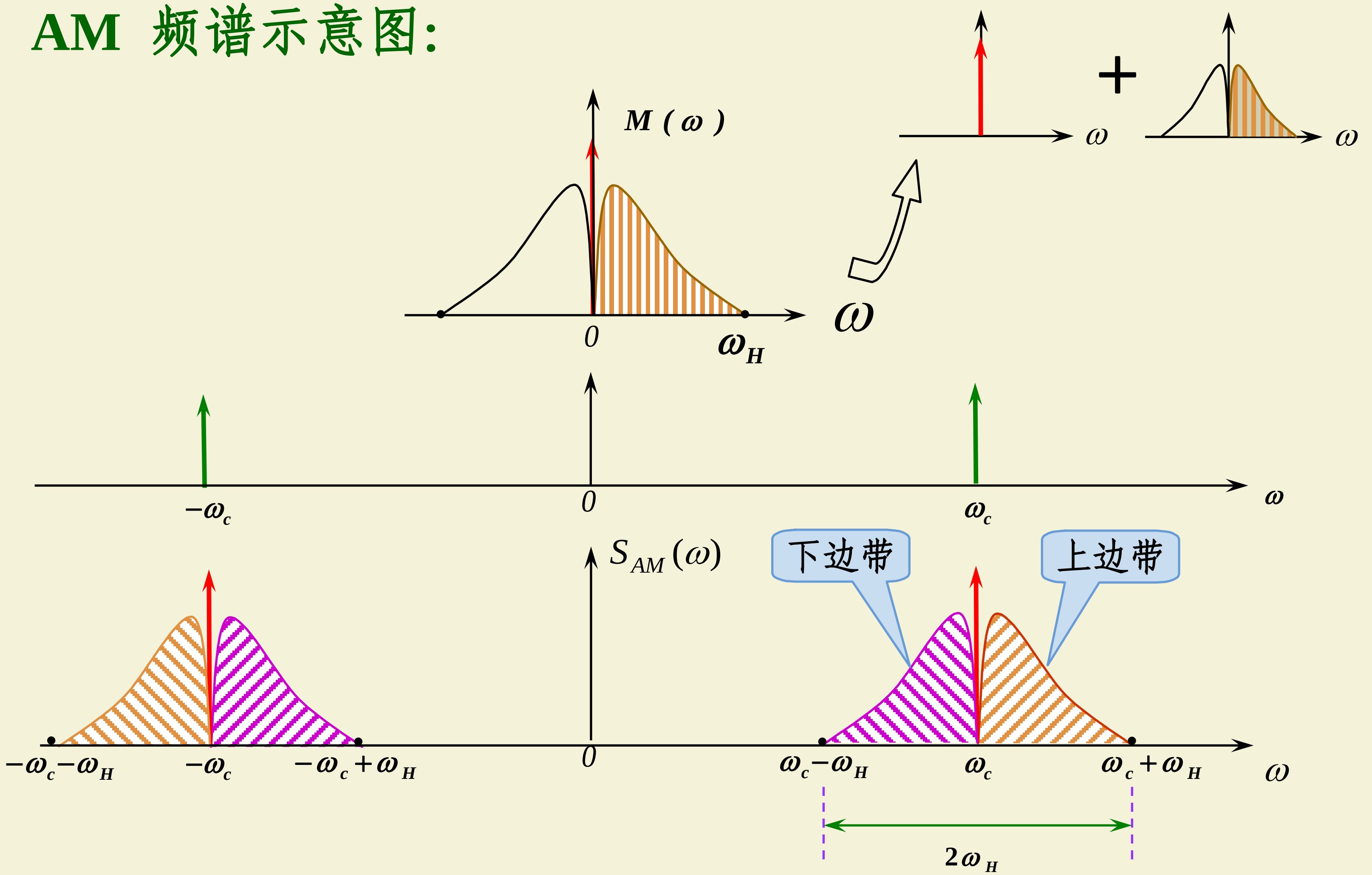
AM 频谱公式：　卷积运算

因为
$$m'(t) \Leftrightarrow M'(\omega)$$
$$\cos\omega_c t \Leftrightarrow \pi\left[\delta(\omega+\omega_c)+\delta(\omega-\omega_c)\right]$$
$$m_0 \Leftrightarrow 2\pi\delta(\omega)$$

且
$$S_m(t)=S_{AM}(t)=\left[m_0+m'(t)\right]\cos\omega_c t$$

所以
$$S_{AM}(\omega)=F\left[(m_0+m'(t)\right]\otimes F\left[\cos\omega_c t\right]$$
$$=m_0\pi\left[\delta(\omega+\omega_c)+\delta(\omega-\omega_c)\right]$$
$$+\frac{1}{2}\left[M'(\omega+\omega_c)+M'(\omega-\omega_c)\right]$$

AM 频谱示意图:



从频谱结构上看，$S_{AM}(t)$的频谱是 $m(t)$ 的频谱在频域内的线性搬移

称之为线性调制

DSB 信号

1）信号表达式 $S_m(t) = S_{DSB}(t) = m(t)\cos\omega_c t$

2）频谱结构 $S_{DSB}(\omega) = \frac{1}{2}[M(\omega+\omega_c) + M(\omega-\omega_c)]$

重要参数：信号带宽 $B_{DSB} = 2\omega_H$

3）调制方法 四种信号同时演示

重要参数：信道带宽 $BW_{DSB} = 2\omega_H$

4）解调方法 只有相干解调

SSB 信号

1）信号表达式　　分为上边带 SSB 和下边带 SSB 信号

2）频谱结构　　$S_{SSB}(\omega)=S_{DSB}(\omega)\cdot H(\omega)$

重要参数：信号带宽　$\boxed{B_{SSB}=\omega_H}$

3）调制方法　　四种信号同时演示

重要参数：信道带宽　$\boxed{BW_{SSB}=\omega_H}$

4）解调方法　　只有相干解调

VSB 信号

1）频谱结构 $S_{VSB}(\omega)=S_{DSB}(\omega)\cdot H(\omega)$

重要参数：信号带宽 $\boxed{B_{SSB} \approx \omega_H}$

2）调制方法 四种信号同时演示

重要参数：信道带宽 $\boxed{BW_{SSB} \approx \omega_H}$

3）解调方法 （1）非相干解调：包络检波法

（2）相干解调：同步检波法

解决DSB信号频带宽，SSB信号难于实现的问题

VSB 频谱结构

$$S_m(\omega)=S_{VSB}(\omega)$$
$$=\frac{1}{2}\left[M(\omega+\omega_c)+M(\omega-\omega_c)\right]\cdot H(\omega)$$

- 讨论满足要求的 $H(\omega)$

分析思路：（1）发送端对信号进行调制的目的是为了使接收端完整不失真地还原信号，因而$H(\omega)$ 的作用需和接收机的功能综合考虑。

（2）接收端收到的信号是$S_{VSB}(\omega)\cdot H(\omega)$，因而还原信号与接收方法有关。

分析 同步解调 方法

结论：$H(\omega+\omega_c)+H(\omega-\omega_c)=$常数

3.2.2 线性调制系统的抗噪性能

- 基本概念 1) 抗噪性能针对接收机而言

  接收机收到的信号是有效信号和噪声信号之和

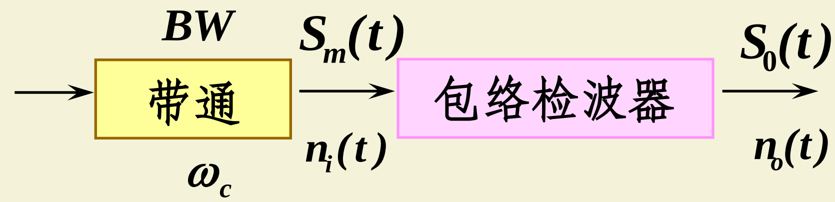
  2) 所有噪声均为加性高斯白噪声

  3) 抗噪性能参数为信噪比

1. 接收机框图
2. 噪声描述
3. 接收系统特性　对同一系统,不同的解调方法其性能会变

- **AM**系统　非相干解调　相干解调
- **DSB**系统　相干解调
- **SSB**系统　相干解调
- **VSB**系统

AM 非相干解调



- 解调器输入端

定义：信号功率 S_i　噪声功率 N_i

$$S_m(t) = [A + m(t)]\cos\omega_c t \qquad A \gg m(t)$$

$$S_i = \overline{S_m^2(t)} = \frac{1}{2}\overline{[A + m(t)]^2 \cdot (1 + \cos 2\omega_c t)}$$

$$= \frac{1}{2}\overline{[A + m(t)]^2} = \frac{1}{2}\overline{\left[A^2 + m^2(t) + 2Am(t)\right]}$$

$$\approx \frac{1}{2}\left[A^2 + \overline{m^2(t)}\right] \qquad 2Am(t)\text{忽略}$$

$$N_i = n_0 \cdot BW = n_0 B$$

定义：输入信噪比

$$\gamma_i = \frac{S_i}{N_i} = \frac{A^2 + \overline{m^2(t)}}{2n_0 B}$$

- 解调器输出端

定义：信号功率 S_0

$\because$输出信号与包络检波器输入信号的包络 $E(t)$有关

$\therefore$分析 $E(t)$的形成

$$\because\ S_m(t)+n_i(t)=\left[A+m(t)\right]\cos\omega_c t+\left[n_c(t)\cos\omega_c t-n_s(t)\sin\omega_c t\right]$$
$$=\left[A+m(t)+n_c(t)\right]\cos\omega_c t-n_s(t)\sin\omega_c t$$
$$=\sqrt{\left[A+m(t)+n_c(t)\right]^2+n_s^2(t)}\ \cos\left[\omega_c t+\varphi(t)\right]$$

$$\therefore\quad 令\quad E(t)=\sqrt{\left[A+m(t)+n_c(t)\right]^2+n_s^2(t)}$$ 包络

$$\varphi(t)=arctg\ \frac{n_S(t)}{A+m(t)+n_C(t)}$$

讨论大信噪比、小信噪比

大信噪比情况：　　条件 $A+m(t)>>n_i(t)$

$$E(t)=\sqrt{[A+m(t)]^2+\cancel{n_c^2(t)}+\cancel{n_s^2(t)}+2[A+m(t)]n_c(t)}$$

$$\approx\sqrt{[A+m(t)]^2+2[A+m(t)]n_c(t)}$$

$$\approx[A+m(t)]\left[1+\frac{2n_c(t)}{A+m(t)}\right]^{\frac{1}{2}}$$

$$\approx[A+m(t)]\left[1+\frac{n_c(t)}{A+m(t)}\right]$$

当 $x<<1$ 时，$(1+x)^{\frac{1}{2}}\approx1+\frac{x}{2}$

$$=A+m(t)+n_c(t)$$

$E(t)$ 含义：输出信号 $S_0(t)=m(t)$

输出噪声 $n_0(t)=n_c(t)$

直流参数 A

∴ 信号功率 $S_0=\overline{m^2(t)}$　　噪声功率 $N_0=\overline{n_0^2(t)}=n_0B$

定义：输出信噪比

$$\gamma_0=\frac{S_0}{N_0}=\frac{\overline{m^2(t)}}{n_0B}$$

（2） 小信噪比情况　　　条件　$A+m(t) \ll n_i(t)$

$$E(t)=\sqrt{\left[\cancel{A+m(t)}\right]^2+n_c^2(t)+n_s^2(t)+2\left[A+m(t)\right]n_c(t)}$$

$$\approx \sqrt{n_c^2(t)+n_s^2(t)}\left[1+\frac{2\left[A+m(t)\right]n_c(t)}{n_c^2(t)+n_s^2(t)}\right]^{\frac{1}{2}}$$

$$=R(t)\left[1+\frac{2\left[A+m(t)\right]n_c(t)}{R(t)R(t)}\right]^{\frac{1}{2}}$$

$$=R(t)\left[1+\frac{2\left[A+m(t)\right]}{R(t)}\cos\theta(t)\right]^{\frac{1}{2}}$$

$$\approx R(t)\left[1+\frac{A+m(t)}{R(t)}\cos\theta(t)\right]$$

$$=R(t)+\left[A+m(t)\right]\cos\theta(t)$$

其中：$R(t)=\sqrt{n_c^2(t)+n_s^2(t)}$　　　$\cos\theta(t)=\dfrac{n_c(t)}{R(t)}$

$$\theta(t)=arctg\frac{n_s(t)}{n_c(t)}$$

说明：输出噪声 $R(t)$

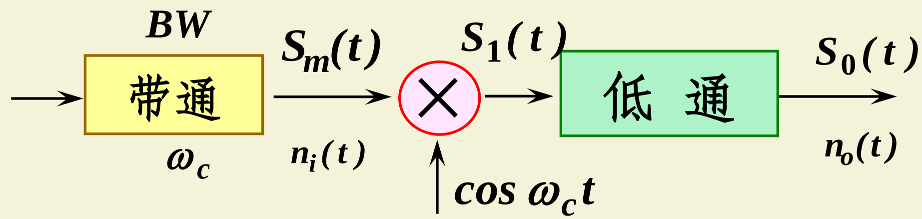
输出信号 $m(t)\cos\theta(t)$

表示输出信号中没有单独的信号项 $m(t)$

而 $m(t)$ 被 $\cos\theta(t)$ 扰乱成为一个随机噪声，使得输出信噪比急剧恶化，这种现象称为“门限效应”。导致这种现象出现的输入信噪比称为“门限”。

参数计算超范围忽略

AM 相干解调



- 解调器输入端

  定义：输入信噪比

$$\gamma_i = \frac{S_i}{N_i} = \frac{A^2 + \overline{m^2(t)}}{2n_0 B}$$

- 解调器输出端

  定义：信号功率 S_0

$$\because\ S_m(t) = [A + m(t)]\cos\omega_c t$$

$$S_1(t) = [A + m(t)]\cos^2\omega_c t$$

$$= \frac{1}{2}[A + m(t)] + \frac{1}{2}[A + m(t)]\cos 2\omega_c t$$

$$\therefore\ S_0(t) = \frac{1}{2}[A + m(t)]$$

$\therefore$ 信号功率 $S_0 = \dfrac{1}{4}\overline{m^2(t)}$

定义：噪声功率 N_0

$$\because\ n_1(t) = [n_c(t)\cos\omega_c t - n_s(t)\sin\omega_c t]\cos\omega_c t$$

$$= \frac{1}{2}n_c(t) + \frac{1}{2}n_c(t)\cos 2\omega_c t + \frac{1}{2}n_s(t)\sin 2\omega_c t$$

$$\therefore\ n_0(t) = \frac{1}{2}n_c(t)$$

$$\therefore\ \text{噪声功率}\ N_0 = \frac{1}{4}\overline{n_0^2(t)} = \frac{1}{4}n_0 B$$

定义：输出信噪比

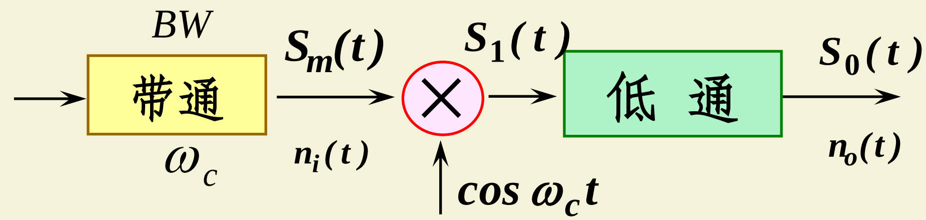
$$\gamma_0 = \frac{S_0}{N_0} = \frac{\overline{m^2(t)}}{n_0 B}$$

- 定义：调制制度增益 G

$$\therefore G = \frac{S_o/N_o}{S_i/N_i} = \frac{S_o}{S_i} = \frac{2\overline{m^2(t)}}{A^2 + \overline{m^2(t)}}$$

结论：与大信噪比前提下的包络检波器的性能一样

DSB　同步检波



- 解调器输入端

定义：信号功率 S_i　噪声功率 N_i

$$S_m(t) = m(t)\cos\omega_c t$$

$$S_i = \overline{S_m^2(t)} = \overline{[m(t)\cos\omega_c t]^2} = \frac{1}{2}\overline{m^2(t)}$$

$$N_i = n_0 B$$

$$B = 2\omega_H$$

定义：输入信噪比

$$\gamma_i = \frac{S_i}{N_i} = \frac{\overline{m^2(t)}}{2n_0 B}$$

- 解调器输出端

定义：信号功率 S_0

$$\because \quad S_1(t) = S_m(t)\cos\omega_c t = \frac{1}{2}m(t) + \frac{1}{2}m(t)\cos 2\omega_c t$$

$$\therefore \quad S_0(t) = \frac{1}{2}m(t)$$

$$S_0 = \boxed{\frac{1}{4}\overline{m^2(t)}}$$

定义：噪声功率 N_0

$$\because \quad n_0(t) = \frac{1}{2}n_c(t) \quad \therefore \quad N_0 = \frac{1}{4}\overline{n_c^2(t)} = \boxed{\frac{1}{4}n_0 B}$$

定义：输出信噪比

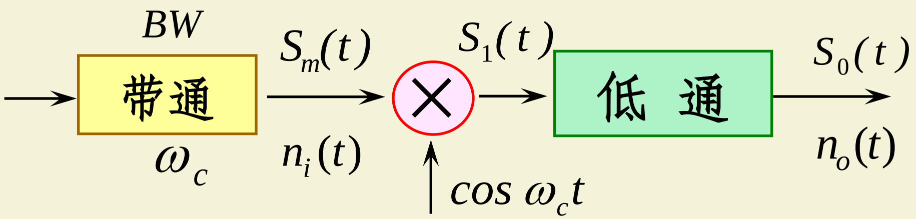
$$\boxed{\gamma_0 = \frac{S_0}{N_0} = \frac{\overline{m^2(t)}}{n_0 B}}$$

- 定义：调制制度增益 G

$$G = \frac{S_o/N_o}{S_i/N_i} = 2$$

结论：$G=2$ 说明输出信号性能提高一倍，原因是输入噪声中的正交分量被抑制

SSB 同步检波



- 解调器输入端

定义：信号功率 S_i　噪声功率 N_i

$$S_m(t)=\frac{1}{2}m(t)\cos\omega_c t+\frac{1}{2}\hat{m}(t)\sin\omega_c t$$

$$S_i=\overline{S_m^2(t)}=\frac{1}{4}\overline{[m(t)\cos\omega_c t+\hat{m}(t)\sin\omega_c t]^2}$$

$$=\frac{1}{4}\overline{m^2(t)}$$

P71

$$N_i=n_0 B$$

$B=\omega_H$

定义：输入信噪比

$$\gamma_i=\frac{S_i}{N_i}=\frac{\overline{m^2(t)}}{4n_0 B}$$

- 解调器输出端

定义：信号功率 S_0

$$\because\ s_1(t)=s_m(t)\cos\omega_c t=\frac{1}{4}m(t)+\frac{1}{4}m(t)\cos 2\omega_c t+\frac{1}{4}\hat{m}(t)\sin 2\omega_c t$$

$$\therefore\ s_0(t)=\frac{1}{4}m(t)$$

$$S_0=\boxed{\frac{1}{16}\overline{m^2(t)}}$$

定义：噪声功率 N_0

$$\because\ n_0(t)=\frac{1}{2}n_c(t)\quad\therefore\ N_0=\frac{1}{4}\overline{n_c^2(t)}=\boxed{\frac{1}{4}n_0B}$$

定义：输出信噪比

$$\boxed{\gamma_0=\frac{S_0}{N_0}=\frac{\overline{m^2(t)}}{4n_0B}}$$

- 定义：调制制度增益 G

$$G=\frac{S_o/N_o}{S_i/N_i}=1$$

结论: 1）SSB系统与DSB系统的不同之处是带通滤波器的带宽小一半。

2）虽然$G_{DSB}>G_{SSB}$，但从抗噪观点效果出发，两系统的性能一样。

例：设DSB和SSB系统于发送端发出的信号功率相等

则 DSB系统在解调器输入端的信噪比是SSB系统的一半，最终两系统的输出信噪比相同

3.3.1 非线性调制的原理

定义：调制信号控制载波信号的频率或相位，使频率或相位随调制信号的变化而变化，称为角度调制

FM 信号

1）信号表达式

2）频谱结构

信号带宽 $B=2(m_f+1)\Omega$

3）调制方法：直接调频、间接调频

4）解调方法：鉴频法

PM 信号

1）信号表达式

PM 信号

设 载波为 $S(t) = A\cos(\omega_c t + \varphi_0)$

调制信号为 $m(t)$

则 调相波为 $S_m(t) = A\cos[\omega_c t + \varphi(t)]$

令 $S_m(t) = A\cos\psi(t)$

- $\psi(t) = \psi + \Delta\psi = \omega_c t + k_p m(t)$

∴ 调相波 $S_m(t) = A\cos[\omega_c t + k_p m(t)dt]$

FM 的频谱

令 $m(t) = V\cos\Omega t$　　($m(t)$为单音信号)

$$\therefore\ S_{FM}(t) = A\cos\left[\omega_c t + \frac{k_f V\sin\Omega t}{\Omega}\right]$$

$$= A\cos[\omega_c t + m_f \sin\Omega t]$$

$$= A\cos\omega_c t\cdot\cos(m_f\sin\Omega t) - A\sin\omega_c t\cdot\sin(m_f\sin\Omega t)$$

定义：$m_f = \dfrac{k_f V}{\Omega} = \dfrac{\Delta\omega_m}{\Omega}$　　调频指数

$$\because\ \cos(m_f\sin\Omega t) = J_0(m_f) + 2J_2(m_f)\cos2\Omega t + 2J_4(m_f)\cos4\Omega t + \cdots$$

$$= J_0(m_f) + \sum_{n=1}^{+\infty} 2J_{2n}(m_f)\cos2n\Omega t$$

$$\sin(m_f\sin\Omega t) = 2J_1(m_f)\sin\Omega t + 2J_3(m_f)\sin3\Omega t + 2J_5(m_f)\sin5\Omega t + \cdots$$

$$= 2\sum_{n=0}^{+\infty} J_{(2n+1)}(m_f)\sin(2n+1)\Omega t$$

$$S_{FM}(t) = A\cos\left[\omega_c t + \frac{k_f V \sin\Omega t}{\Omega}\right]$$

$$= A\sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(m_f)\cos(\omega_c + n\Omega)t$$

∴ FM 的频谱与 $J_n(m_f)$ 的值有关

结论: 信号带宽 $B = 2(m_f + 1)\Omega$

特征: FM 的频谱理论值无穷大，但可根据调频指数分为宽带调频和窄带调频

例 $m_f >> 1$ 时 $B \approx 2m_f\Omega = 2\Delta\omega_m$

只与信号强度有关，与信号频率无关

$m_f << 1$ 时 $B \approx 2\Omega$

与 AM 信号带宽相同

3.3.2 非线性调制系统的抗噪性能

讨论 FM 信号 解调框图

1、 输入端 S_i /N_i

$$\because \quad S_m(t) = A\cos\left[\omega_c t + \int_{-\infty}^{t} k_f m(\tau)d\tau\right] = A\cos[\omega_c t + \varphi(t)]$$

其中: $\varphi(t) = \int_{-\infty}^{t} k_f m(\tau)d\tau$

$$\therefore \quad \omega = \frac{d[\omega_c t + \varphi(t)]}{dt} = \omega_c + k_f m(t) = \omega_c + \Delta\omega$$

$$\therefore \quad S_i = \overline{S_m^2(t)} = \frac{1}{2}A^2 \qquad N_i = n_0 B$$

$$\therefore \quad \frac{S_i}{N_i} = \frac{A^2}{2n_0 B}$$

2、 输出端 S_0 / N_0

令 $n_i(t) = n_c(t)\cdot\cos\omega_c t - n_s(t)\cdot\sin\omega_c t$

$$= V(t)\cos\left[\omega_c t + \theta(t)\right]$$

$$tg\,\theta(t) = \frac{n_s(t)}{n_c(t)}$$

∴ 带通的输入信号 $S_1(t) = S_m(t) + N_i(t)$

$$= A[\cos\omega_c t\cdot\cos\varphi(t) - \sin\omega_c t\cdot\sin\varphi(t)]$$

$$+ V(t)\left[\cos\omega_c t\cdot\cos\theta(t) - \sin\omega_c t\cdot\sin\theta(t)\right]$$

$$= \left[A\cos\varphi(t) + V(t)\cos\theta(t)\right]\cos\omega_c t$$

$$-\left[A\sin\varphi(t) + V(t)\sin\theta(t)\right]\sin\omega_c t$$

$$= \sqrt{a^2+b^2}\cos\left[\omega_c t + \alpha(t)\right]$$

$$= V_1(t)\cos\psi(t)$$

经限幅带通的输出是 $V_0\cos\psi(t)$ 即为鉴频器的输入， V_0是常数

∵ 鉴频器的输出 $V_0(t)$受控于 $\psi(t)$

∴ 寻找 $\psi(t)$ 的表达式

讨论： $\psi(t)$

计算 S_0/N_0 令大信噪比工作， $A >> V(t)$

$$\therefore \quad arctg \frac{V(t)\sin[\theta(t)-\varphi(t)]}{A+V(t)\cos[\theta(t)-\varphi(t)]} \approx arctg \frac{V(t)}{A}\sin[\theta(t)-\varphi(t)]$$

$$= \frac{V(t)}{A}\sin[\theta(t)-\varphi(t)]$$

$$\therefore \quad \psi(t) \approx \omega_c t + \varphi(t) + \frac{V(t)}{A}\sin[\theta(t)-\varphi(t)]$$

$\because$ 鉴频器的输出信号电压 与$\Delta\omega$成正比

$$且 \quad \frac{d\psi(t)}{dt} \approx \omega_c + \Delta\omega$$

$$\therefore \quad \mathrm{V}_0(t) = \frac{1}{2\pi}\left[\frac{d\psi(t)}{dt} - \omega_c\right]$$

$$= \frac{1}{2\pi}\frac{d\varphi(t)}{dt} + \frac{1}{2\pi A}\frac{d}{dt}\{V(t)\sin\left[\theta(t)-\varphi(t)\right]\}$$

$$= m_0(t) + n_0(t)$$

低通的输出信号:

$$\because \quad \varphi(t) \approx \int_{-\infty}^{t} k_f \cdot m(\tau)\,d\tau \qquad n_s(t) = V(t)\sin[\theta(t) - \varphi(t)]$$

$$\therefore \quad m_0(t) = \frac{1}{2\pi}\frac{d\varphi(t)}{dt} = \frac{k_f}{2\pi} m(t)$$

输出噪声 $$n_0(t) = \frac{1}{2\pi A}\frac{d}{dt}\{V(t)\sin[\theta(t) - \varphi(t)]\}$$

$$= \frac{1}{2\pi A}\frac{d}{dt} n_s(t)$$

$$= \frac{1}{2\pi A} n'_s(t)$$

$\therefore$ 输出信号功率 $$S_0 = \overline{m_0^2(t)} = \frac{k_f^2}{4\pi^2} m^2(t)$$

输出噪声功率 $$N_0 = \overline{n_0^2(t)}$$

$$= \frac{1}{(2\pi A)^2}\overline{[n'_s(t)]^2}$$

N_0

$\because$ $n'_s(t)$是$n_s(t)$通过理想微分器的输出

$\therefore$ $n'_s(t)$的功率谱为 $n_s(t)$的功率谱乘以微分器的 功率传输函数 $=|H(\omega)|^2$

$$\because \quad |H(\omega)|^2 = |j\omega|^2 = \omega^2 = (2\pi f)^2 \qquad |f| \le \frac{B}{2}$$

又$\because$ $P_{n_s(\omega)} = \dfrac{\overline{n_s^2(t)}}{B} = \dfrac{n_0 B}{B} = n_0$ 均匀分布

$\therefore$ $P_{n'_s}(\omega) = P_{n_s}(\omega)\cdot|H(\omega)|^2 = n_0\cdot(2\pi f)^2 \quad |f| \le \dfrac{B}{2}$ 非均匀分布

$$\therefore N_0 = \overline{n_0^2(t)} = \frac{1}{4\pi^2 A^2}\overline{n'^2_s(t)} = \frac{1}{4\pi^2 A^2}\int_{-f_m}^{f_m} P_{n'_s}(f)df$$

$$= \frac{1}{4\pi^2 A^2}\int_{-f_m}^{f_m}(2\pi f)^2 n_0 df$$

$$= \frac{2n_0}{3A^2} f_m^3$$

f_m：低通的带宽

$$\therefore \quad \frac{S_0}{N_0} = \frac{3A^2 \cdot k_f^2 \cdot m^2(t)}{8\pi^2 \cdot n_0 \cdot f_m^3}$$

$$\therefore \quad G = \frac{S_0 / N_0}{S_i / N_i}$$

$$= \frac{3A^2 \cdot k_f^2 \cdot m^2(t) / 8\pi^2 \cdot n_0 \cdot f_m^3}{A^2 / 2n_0 B}$$

$$= \frac{3 \cdot k_f^2 \cdot m^2(t) \cdot B}{4\pi^2 \cdot f_m^3}$$

例子

例 设单音调频 $m(t)=\cos\omega_m t$

$$\therefore S_m(t)=A\cos\left[\omega_c t+\frac{k_f\sin\omega_m t}{\omega_m}\right]$$ 其中：$m_f=\frac{k_f}{\omega_m}=\frac{\Delta\omega}{\omega_m}=\frac{\Delta f}{f_m}$

又 $\because k_f=\Delta\omega$

$$\therefore k_f\cdot m(t)=2\pi\Delta f\cdot\cos\omega_m t$$

$$\therefore k_f^2\cdot\overline{m^2(t)}=(2\pi\Delta f)^2\cdot\overline{\frac{(1+\cos 2\omega_m t)}{2}}=2(\pi\Delta f)^2$$

$$\therefore \frac{S_0}{N_0}=\frac{3A^2\cdot 2(\pi\Delta f)^2}{8\pi^2\cdot n_0\cdot f_m^3}$$

$$=\frac{3}{2}\left(\frac{\Delta f}{f_m}\right)^2\cdot\frac{A^2}{2}\cdot\frac{1}{n_0 f_m}=\frac{3}{2}m_f^2\cdot\frac{S_i}{N_m}$$

其中：$N_m=n_0 f_m$

$$\because \frac{S_i}{N_m}=\frac{S_i}{N_i}\cdot\frac{N_i}{N_m}=\frac{S_i}{N_i}\cdot\frac{n_0 B}{n_0 f_m}=\frac{S_i}{N_i}\cdot\frac{2(m_f+1)f_m}{f_m}$$

$$\therefore \frac{S_0}{N_0}=3m_f^2(m_f+1)\frac{S_i}{N_i}$$ （宽带）

$$\therefore G=3m_f^2(m_f+1)$$ 很高

3.4 各种模拟系统的比较

- 在输入条件相同下，即解调器输入端的信噪比相同

$$(\frac{S_0}{N_0})_{AM} = \frac{1}{3}\frac{S_i}{N_0 B_b}$$

$$(\frac{S_0}{N_0})_{DSB} = \frac{S_i}{N_0 B_b}$$

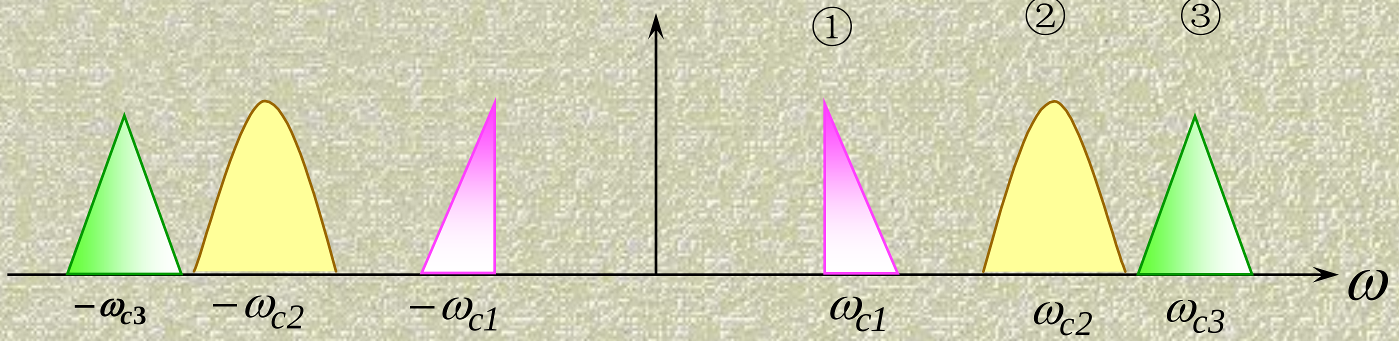
$$(\frac{S_0}{N_0})_{SSB} = \frac{S_i}{N_0 B_b}$$

$$(\frac{S_0}{N_0})_{FM} = \frac{2}{3} m_f^2 \frac{S_i}{N_0 B_b}$$

3.5　频分复用（FDM）

- FDM定义：使不同的信号占据不同频率范围的技术
- 复用：若干路相互独立的信号合并成一路符合信号

  分接：将一路复合信号无失真地分接成若干路独立信号



频分复用组成框图

3. 6 复合调制和多路调制的概念

3.6.1 复合调制

- 对同一载波进行两种或两种以上的调制

例：用基带信号 $m_1(t)$ 对 $\cos\omega_c t$ 进行调幅得 $m_1(t)\cos\omega_c t$

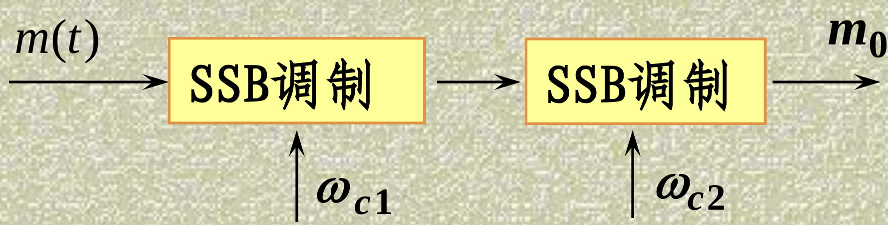
再用基带信号 $m_2(t)$ 对 $m_1(t)\cos\omega_c t$ 进行调频

得 $m_1(t)\cos\left[\omega_c t + \int_{-\infty}^{t} k_f\, m_2(\tau)d\tau\right]$

3.6.2多级调制

- 对同一调制信号，调制以后再调制

$m_0(t)$ 记为 SSB/SSB



- 常用的有：SSB/SSB、SSB/FM、FM/FM

例：频分多路微波通信系统选用 SSB/FM